



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02121622.3

[43] 公开日 2003 年 10 月 15 日

[11] 公开号 CN 1449101A

[22] 申请日 2002.5.31 [21] 申请号 02121622.3

〔30〕 優先権

[32] 2002. 4. 2 [33] US [31] 10/115492

[71] 申请人 香港大学

地址 中国香港

[72] 发明人 廖柱帮 潘毅杰 庞敏熙

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

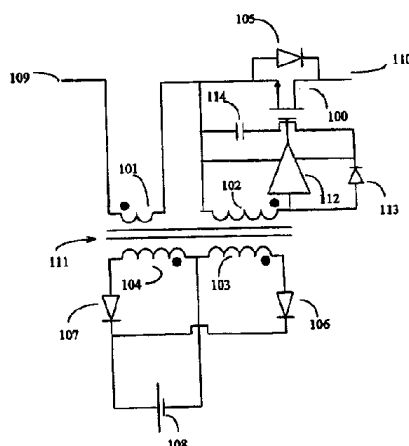
代理人 王 岳 梁 永

权利要求书 2 页 说明书 14 页 附图 10 页

[54] 发明名称 利用滞后驱动器进行能量恢复的电流驱动同步整流器

[57] 摘要

公开了一种使用电流驱动方法的同步整流器，它可以在绝大多数功率变换器拓扑结构中代替二极管整流器，使低整流损耗成为可能。本发明包括一个低损耗开关，还必须包括一个变压器，该变压器包括至少一个电流检测线圈、用于电流检测能量恢复的线圈以及一个与滞后驱动器相连的驱动线圈，其中滞后驱动器向同步整流器提供驱动信号和功率。介绍了一种滞后驱动器，它可以减小对驱动信号的噪声干扰，增大工作频率范围，消除电流检测变压器的饱和问题，从而提供更灵活的变压器设计。该同步整流器是自驱动的而且驱动信号不依赖于变换器的输入电压，这增强了它在宽输入范围变换器中的应用。电流检测能量恢复使功率变换器能高频高效率地工作。



1. 一种对电路所选分支中的电流进行整流的整流器装置，包括：

用于同外部电压源连接的一对端子；

5 至少带有三个端子的电源开关，其中三个端子中至少有一个是控制端子，该控制端子在接收到适当的电压时开启电源开关；

一个耦合到电源开关控制端子的滞后驱动器，该驱动器包括一
10 对接收电压信号的输入端子，当该电压信号等于第一预置电压电平时，使驱动器产生合适的电压，通过控制端子开启电源开关，然后当该电压信号降低到低于第二预置电压电平时，驱动器产生比合适电压小的电压关闭电源开关；

有多个线圈的变压器；

多个线圈中第一线圈的一个端子与电源开关耦合，从而提供整流电流；

15 多个线圈中第二线圈耦合到驱动器的输入端子对；

多个线圈中第一线圈和多个线圈中第二线圈之间耦合的磁场，从而流过第一线圈的电流在第二线圈感应电压信号；

变压器的第三线圈，通过至少一个整流器耦合到与外部电压源连接的一对端子，从而当电源开关开启时能量可以传送到外部电压源；以及
20

有限磁性装置，用于耦合上述线圈，从而在第二线圈上形成的电压由于通过其它线圈耦合到电压源而受到限制。

2. 权利要求 1 中的整流器装置，其中第三线圈耦合到仅通过一个整流器连接到外部电压源的端子对。

25 3. 权利要求 2 中的整流器装置，其中当电源开关断开时，磁复位能量传送到外部电压源。

4. 权利要求 1 中的整流器装置，还包括变压器的第四线圈，通过第二整流器耦合到输出端子，从而当电源开关断开时，能量可以传送到外部电压源。

30 5. 权利要求 1 中的整流器装置，还可以连接成功率变换器中的一个元件。

6. 权利要求 5 中的整流器装置，其中功率变换器是正向类型

的功率变换器。

7. 权利要求 6 中的整流器装置，其中功率变换器带中间抽头的次边线圈。

5 8. 权利要求 6 中的整流器装置，其中功率变换器是电流倍加类型正向变换器。

9. 权利要求 6 中的整流器装置，其中功率变换器是回扫类型变换器。

10. 一种改进基于同步整流器的整流器装置的方法，该方法包括以下步骤：

10 响应接收到采样输入电压，触发带有滞后驱动器的同步整流器的控制端子，该滞后驱动器产生提供给控制端子的电压信号；

设置滞后驱动器的第一预置电压电平使之符合与通过同步整流器被整流的正电流有关的采样电压，由此，当采样电压超过第一预置电压电平时，滞后驱动器产生电压信号开启同步整流器；

15 设置滞后驱动器的第二预置电压电平使之符合与同步整流器被整流的电流的降低有关的采样电压，由此，当采样电压降低到低于第二预置电压电平时，滞后驱动器产生电压信号将同步整流器由开启状态关闭；及

20 响应源自外部功率源的待整流电流，连接滞后驱动器以接收采样电压。

11. 权利要求 10 中的方法，其中滞后驱动器从外部功率源接收功率。

12. 权利要求 10 中的方法，其中滞后驱动器从独立的功率源接收功率。

利用滞后驱动器进行能量恢复的 电流驱动同步整流器

5 发明领域

本发明涉及功率变换器领域，具体而言，涉及用于高效变换器的同步整流器领域。

发明背景

10 二极管在正向导通过程中的正向压降造成的二极管整流器导通损耗限制了基于二极管整流器的功率变换器设计，对于硅二极管来说，正向压降一般是 0.7V。当经过整流的输出电压低并且可以与二极管整流器的正向压降相比时，该损耗是重要的。例如，当今逻辑电路和微处理器的电源电压可以低到 2.2V，将来甚至会更低。在这种应用中变换器的输出二极管整流器一般消耗输出功率的三分之一。
15 一。

一种已知的提高整流效率的方式是用具有低导通损耗的有源开关，如 MOSFET 的同步整流器代替二极管整流器。同步整流器比二极管有更低的正向压降，因为晶体管的正向压降比二极管得的多。然而，作为有源开关，同步整流器需要驱动信号在适当的时候将其开启。此外，有源开关的损耗和性能对驱动信号的振幅和波形很敏感。
20 因此，驱动方法成为同步整流器设计中一个重要的问题。

一种典型的同步整流器利用源自主变压器线圈的电压信号驱动 MOSFET，以确保 MOSFET 与变压器上的交流电压信号同步开启和关闭。然而这种驱动方法对某些变换器拓扑结构不适合。一个例子是
25 使用谐振复位的正向开关调节器。在这种情况下，由于驱动电压随着主变压器的复位而消失，同步整流器不能在整個导通过程中得到驱动信号。在主变压器漏感存在的情况下，在换向过程中得不到驱动信号。在这期间，体二极管 (body diode)，而不是 MOSFET 的导通通道，开启以传导电流。这样增加了同步整流器中的损耗，尤其在高频和高电流时，因为体二极管的正向压降甚至比传统二极管整流器中的还高，并且在换向时随着更高的输出电流还会增加。另一个不能由变压器原边/次边线圈很好驱动的变换器拓扑结构的例子是
30

在低频 AC 整流中使用同步整流器。正弦曲线驱动电压缓慢的上升边，例如，由正弦曲线电压驱动的主变压器，不能在导通过程中有效地驱动同步整流器到开启状态。这些局限性都使输入电压范围、变换器拓扑结构选择和具体应用受到限制。

5 为了解决有效驱动同步整流器该问题已经花费了相当大的努力。1993 年 1 月 12 日授予 Fisher 等人的美国专利 No.5179512 公开了一种用于同步整流器的栅极驱动电路。然而，这种栅极驱动电路只能在谐振变换器中工作。1992 年 6 月 30 日授予 Kim R. Gauen 和 1995 年 10 月 10 日授予 Roy A. Hastings 的美国专利 No.5126651
10 和 No. 5457624 各自公开了同步整流器的驱动电路。这些驱动电路都只能应用在非隔离的补偿 (buck) 变换器。类似地，1994 年 4 月 12 日授予 Allen F. Rozman 的美国专利 No.5303138 公开了栅极驱动电路但没有解决扩大受限的输入电压范围的问题。1992 年 3 月 17 日授予 David A. Smith 的美国专利 No.5097403 公开了检测电流的电
15 流检测整流器和电子电路，只适用于带电流检测设备的 MOSFET。特别地，1990 年 5 月 1 日授予 Ludwig 等人的美国专利 No.4922404 讨论了使用微处理器驱动同步整流器的复杂性。2000 年 10 月 17 日授予 Poon 等人的美国专利 No.6134131 公开了一种用于检测电流并且为带电流检测能量恢复的同步整流器提供合适的栅极驱动的电
20 流变压器。尽管这种设计在很多方面都很好，但是由于大工作负载周期或低工作频率，电流变压器不能工作在饱和状态，这种要求使该设计受到限制。此外，噪声还会干扰驱动信号。

发明概述

公开了一种借助附加的滞后驱动器提高同步整流器性能的方法和系统。这种驱动器可减少噪声对驱动信号的干扰，增大工作频率
25 范围，增强驱动能力，甚至用在其它情况下太低的磁化电感使驱动电流流到 MOSFET 的栅极。所公开的方法和系统除产生低磁化电感导致变压器设计更加灵活之外，还克服了由于电流检测变压器饱和产生的问题。

30 所公开的方法和系统包括对所选电子电路分支中电流的有效整流。它利用低损耗 MOSFET 并与有关的电路一起实现等效低损耗二极管，从电流检测装置中恢复能量以保证高效率。

特别地，所公开的实施例包括一个带并联二极管的低损耗有源开关设备，如 MOSFET，多个线圈，两个二极管，都连到如输出电压或稳压二极管的电压源上。变压器的第一线圈与二极管模拟开关设备串联耦合。变压器的第二线圈与滞后驱动器耦合，其输出端与开关设备的控制端耦合。分别带有一个串联二极管的变压器第三和第四线圈与电压源相连。

电流流过第一线圈和串联 MOSFET。在第二线圈上感应一电压并为该 MOSFET 提供驱动信号。第二线圈设计为向滞后驱动器的输入端提供正电压信号，以便通过第一线圈的电流正向流动时能够驱动 MOSFET 尽可能长时间为开启状态。

流过第一线圈和 MOSFET 的主电流在第二线圈上产生电压，从而开启 MOSFET。然而，该电压不可能在流过第一线圈的电流正向流动期间一直维持。这是因为磁化电流随时间增大，并且当磁化电流超过第一线圈中的主电流时该电压就会消失。因而，延长 MOSFET 开启的时间可以提高效率。

作为一种能更长时间开启 MOSFET 的策略，公开了滞后驱动器的使用。因为滞后驱动器可以预置上阈值和下阈值，所以它可以克服该局限性。当在第二线圈感应的电压超过上阈值时，滞后驱动器开启 MOSFET。此外，因为下阈值设置得足够低，只要主电流保持为正，开启信号就可以保持。换句话说，甚至当第二线圈的电压消失以后，开启 MOSFET 的驱动信号还可以保持。这就确保了即便电流检测变压器运行到饱和态，也可以获得足够的驱动信号。因此，电流驱动技术的使用使得同步整流器象低损耗有源二极管一样地工作，有源开关的开启或关闭不依赖于输入电压。

第三线圈限制产生的电压并提供能量恢复。作用到滞后驱动器输入端以及开关设备控制端的电压必须被限制以避免损害开关设备。变压器第三线圈将额外的能量耦合到电压源并提供电压钳位。驱动电压的振幅由第二线圈与第三线圈的匝数比和电压源控制。与第三线圈串联的一个二极管确保当 MOSFET 开启时电压钳位有效。这种装置使驱动信号不依赖输入电压范围和波形。第一线圈中额外的能量传送到如功率变换器的 DC 输出电压的电压源上，恢复的电流检测能量成为输出功率的一部分。

第四线圈提供磁复位。需要一种复位机制以允许在开启期间变压器通电之后的关闭阶段，线圈中出现反向电压。第四线圈提供一条复位路径，由此存储在变压器中的磁能通过串联的整流器释放到电压源。第四线圈的相位应该与第三线圈的相位相反，从而一个线圈用于开启阶段，另一线圈用于关闭或复位阶段。这种布置允许磁能的恢复和重用。

因此，公开的方法和系统提供了一种改进的带有电流检测和适用于宽输入电压和/或频率范围的自驱动同步整流器电路。特别地，在电流换向期间，与从电流检测中恢复的能量一起提供了足够的驱动信号。此外，公开的方法和系统对隔离或非隔离的变换器都适用。

从随后的发明详述和相应的附图中，本发明的这些及其它优点对于具有本领域基本技能的人员来说将变得显而易见。

附图简述

图 1 是由正向变换器输出电压驱动的自同步整流器的简化示意图。

图 2 是本发明一种基本实施例的电路。

图 3A-3C 是基本实施例工作电压和电流的时序图。

图 4 是一种具有较少变压器线圈和较多整流二极管的基本实施例。

图 5 是本发明的第一种实际的实现。

图 6 是本发明的第二种实际的实现。

图 7 是本发明的第三种实际的实现。

图 8 是本发明的第四种实际的实现。

发明详述

通过以下对图 1 的描述可以更好地理解本发明的特征，图 1 显示了一种在典型的正向类型变换器的输出级驱动两个同步整流器的典型配置。该配置包括一个带有原边线圈 9，次边线圈 10 及输出漏电感 8 的主变压器。其中同步整流器是 MOSFET 1 和 2，而二极管 3 和 4 分别是 MOSFET 1 和 2 固有的体二极管。电感 5 和输出电容 6 一起组成输出滤波电路。电阻 7 代表等效负载。

当一个交流电压作用到原边线圈 9 的端子 11 和 12 时，在次边线圈 10 中感应一个交流电压。当通过次边线圈的电压变正时，它驱

动电流流过等效漏电感 8。这时有连续的电流流过输出电感线圈 5 和二极管 4。当通过等价漏电感 8 的电流从 0 上升到电感线圈 5 的电流电平时, 二极管 3 与二极管 4 同时导通。由于 MOSFET 1 和 2 的栅极彼此连到对方的漏极, 在该阶段, 两个有源开关 1 和 2 都断开, 而电流流过它们的体二极管。MOSFET 的体二极管有 0.7V 的高(带高耗散)正向电压, 比开启的 MOSFET 的正向电压高。当流过二极管 3 的电流达到电感线圈 5 的电流电平时, 二极管 4 关闭且 MOSFET 1 开启。只有在该时候, 电流才可以流过低损耗 MOSFET 1 而不是它的体二极管。

当输入交流电压由正变负时, 通过次边线圈 10 的电压变负。然而, 流过等价输出漏电感 8 的电流不能立刻降到 0。而是有一个过程, 其间 MOSFET 体二极管 3 和 4 同时导通。在该阶段, MOSFET 1 和 2 被关闭, 而电流流过高损耗体二极管, 直到流过漏电感 8 的电流降到 0 且 MOSFET 2 完全导通。

所述同步整流器有三个主要的缺陷。首先, 所述的同时导通阶段降低了变换器的效率。当变换器转换频率和输出电流增大且/或该同时导通阶段成为转换阶段的一个重要部分时, 效率将进一步降低。其次, 两个 MOSFET 的驱动信号依赖于通过主变压器次边线圈的电压和波形。当原边电压在大范围内改变时, 次边电压可能超过 MOSFET 栅极电压的限制, 或者它可能太低以至于不能完全开启 MOSFET。第三, 需要一个专门的主变压器最佳复位机制来确保完整的驱动信号, 因为当主变压器复位以后同步整流器或驱动电压将消失, 并进一步增大体二极管的导通阶段并因此增大损耗。

图 2 说明了一种具有代表性的描述具有并联二极管 105 的 MOSFET 100 的电路图, 二极管的阳极与 MOSFET 的源极端子相连, 而阴极与 MOSFET 的漏极端子相连。尽管没有限制的意图, 但通常并联二极管 105 是 MOSFET 100 的体二极管。该电路图还描述了具有四个线圈 101~104 的变压器 111。线圈 101 的一端耦合到端子 109, 另一端耦合到 MOSFET 100 的源极端子。线圈 102 的一端耦合到滞后缓冲器 112 的输入端, 另一端耦合到 MOSFET 100 的源极端子。滞后缓冲器 112 的输出端耦合到 MOSFET 100 的栅极以提供驱动信号。二极管 113 和电容 114 构成整流电路以便从线圈 102 获得功率并且向滞后缓冲

器 112 提供 DC 电源, 其电压大约等于线圈 102 上电压的正向幅度。

在图 2 中, 线圈 103 的一端耦合到二极管 106 的阳极, 另一端耦合到电压源 108 的负端。线圈 104 的一端耦合到二极管 107 的阳极, 另一端耦合到电压源 108 的负端。二极管 106 和 107 的阴极连接在一起, 并且连接到电压源 108 的正端。端子 110 耦合到 MOSFET 100 的漏极端子。

下面对第一基本实施例的工作原理进行描述。该基本实施例就象一个二极管, 阳极在端子 109, 阴极在端子 110。当端子 109 的电压高出端子 110 的电压的值达到二极管 105 的正向压降时, 电流将开始从端子 109 通过线圈 101 和体二极管 105 流向端子 110。图 3A 表示了本实施例中流过线圈 101 的电流 I_{100} , 滞后缓冲器 112 的输出 V_{GS100} , 滞后缓冲器 112 的输入 V_{102} 以及变压器 111 的磁化电流 I_{mag111} 的工作波形。当电流流过电流检测线圈 101 时, 在线圈 102 将感应电压 V_{g-on} 。线圈 102 的设计应当使得能够感应一个经过滞后缓冲器 112 和 MOSFET 100 源极端子的正电压。设置滞后缓冲器 112 的上阈值 V_H 低于电压 V_{g-on} 以便滞后缓冲器的输出与 V_{g-on} 相等, 从而驱动 MOSFET 开启并使得电流流过其低阻值沟道而不是体二极管 105。电流开始流过体二极管和 MOSFET 开启边缘之间的时间间隔与滞后缓冲器的工作电流幅度和电流增益的乘积、开启 MOSFET 要求的栅极电荷及固有的缓冲器开启延迟成反比。驱动电压 V_{g-on} 由线圈 102 与 103 的线圈比、电压源 108 的量级及变压器 111 的耦合系数决定。线圈 103 的涉及应使该线圈感应的电流能够将电流传送到电压源 108 且电流的大小由线圈 101 与 103 之比决定。电压源 108 作为电压钳位设备来稳定 MOSFET 100 的漏极源电压。这种机制还可以恢复能量返回到电压源 108。

下面参考图 3A 描述同步整流器的关闭操作。当从端子 109 流到端子 110 的电流降为 0 时, 变压器 111 自己复位并且产生通过线圈 102 的负电压 V_{g-off} 。因为滞后缓冲器的下限阈值 V_L 设置得比 V_{g-off} 高, 滞后缓冲器的输出将根据滞后缓冲器的设计降为 0 或 V_{g-off} , 并驱动 MOSFET 关闭。关闭电压 V_{g-off} 由线圈 102 与 104 的线圈比、电压源 108 的量级及变压器 111 的耦合系数决定。线圈 104 的涉及应使复位过程中电流能传送到电压源 108, 电流的大小由线圈 104 和

变压器 111 的磁性决定。该充电电流实际上恢复了储存在变压器 111 中的磁能并把它传送到电压源 108。

没有对电压源 108 做专门标识，但事实上它可以是属于变换器系统的具有恒定电压的任何电压源。一种显而易见的电压源就是变换器的输出，因为它允许从电流检测线圈恢复的能量和储存在变压器 111 中的能量直接用于输出负载。

与二极管 D106 和 D107 有关的损耗小，因为由这两个二极管处理的电流分别根据线圈 103 与线圈 101 及线圈 104 与线圈 101 的匝数比按比例缩小。然而，通过使用其它低损耗开关如带有合适驱动器的 MOSFET，损耗还可以进一步减少。

滞后缓冲器 112 不仅减小了噪声问题，还使电流变压器的设计更加灵活。在如长工作周期或高温的不利条件下，变压器 111 可能被驱动到饱和状态。结果，线圈 102 上的驱动电压会消失，但在滞后缓冲器存在的情况下，正常的栅极驱动信号不受影响。

图 3B 表示变压器被驱动到过饱和状态时的工作波形。 I_{100} 是流过线圈 101 的电流， V_{GS100} 是滞后缓冲器 112 的输出， V_{102} 是滞后缓冲器 112 的输入， I_{mag111} 是变压器 111 的磁化电流。随着变压器 111 被驱动到饱和态，通过线圈 102 的驱动信号或滞后缓冲器 112 的输入降为 0。由于滞后缓冲器 112 的输出只在其输入下降到比下阈值 V_L 还低时才改变，所以如果将 V_L 设为负值，则栅极驱动信号的振幅就可以保持。当流过电流检测线圈 101 的电流下降得足够多，使变压器 111 的磁化电流降到饱和电平之下时，通过 102 的驱动信号变负。响应达到了下限阈值 V_L ，该驱动信号触发滞后缓冲器 112 关闭同步整流器。可以看到，用于 MOSFET 100 的完整的栅极驱动波形保持不受扰动。

图 3C 表示变压器 111 的另一种可能情况。如果工作负载周期长，以至于复位阶段不够由变压器 111 的复位电压复位变压器 111，则磁化电流的一个高 DC 分量就会维持。如果磁化电流比该线圈中反映的驱动电流高并且变压器 111 被驱动到饱和态，通过线圈 102 或滞后缓冲器 112 输入端的电压将消失。但只要它的输入电压不降低到低于 V_L ，缓冲器 112 就保持正常的栅极驱动。

因为本发明消除了考虑饱和问题的必要性，所以本发明的工作

频率可以象 AC 线路频率一样低或者更低。换句话说, 变压器的尺寸可以大大减小。

有利的是, 不需要定时电路或控制电路为 MOSFET 100 产生必要的同步驱动信号。

5 图 4 表示另一种有代表性的实施例的电路图。它与图 2 的不同之处将四个整流二极管用于电压源。图 4 中的电路描述了作为带并联二极管 151 的主开关的 MOSFET 150, 二极管 151 的阳极与 MOSFET 的源极端子相连, 阴极与 MOSFET 的漏极端子相连。尽管没有限制的意图, 但通常并联二极管 151 是 MOSFET 150 的体二极管。端子 157 耦合到 MOSFET 的漏极端子。该电路图还描述了有三个线圈 152-154 的变压器 155。线圈 153 的一端与端子 156 耦合, 另一端与 MOSFET 150 的源极耦合。线圈 152 的一端与滞后缓冲器 163 的输入端耦合, 另一端与 MOSFET 150 的源极端子耦合。滞后缓冲器 163 的输出耦合到 MOSFET 150 的栅极, 从而提供驱动信号。线圈 154 的一端与二极管 15 161 的阳极及二极管 159 的阴极耦合, 另一端与二极管 160 的阳极及二极管 158 的阴极耦合。二极管 158 和 159 的阳极连在一起, 并耦合到电压源 162 的负端。二极管 160 和 161 的阴极连在一起, 并耦合到电压源 162 的正端。

运行时, 该电路的作用就象二极管, 阳极在端子 156, 阴极在 20 端子 157。当端子 156 的电压高出端子 157 的电压的值达到二极管 151 的正向压降时, 电流从端子 156 经线圈 153 和体二极管 151 流到端子 157。该电流流过电流检测线圈 153 导致在线圈 152 上感应正电压 V_g 。线圈 152 的设计应当使得在滞后缓冲器 163 的输入端和 MOSFET 150 的源极端子感应一正电压。由于在滞后缓冲器 163 输入端感应的电压超过滞后缓冲器 163 的上限阈值 V_H , 该滞后缓冲器的输出变得足够正以驱动 MOSFET 150 开启, 并且通过其低阻值沟道而不是体 25 二极管 151 分流。电流开始流过体二极管与 MOSFET 150 开启边缘之间的时间间隔和滞后缓冲器的工作电流的幅值与电流增益的乘积、开启 MOSFET 150 所要求的栅极电荷及固有的缓冲器开启延迟成反比。驱动电压 V_{g-on} 由线圈 152 与 154 的线圈比、电压源 162 的量级 30 及变压器 155 的耦合系数决定。线圈 154 将电流传送到电压源 162, 并且该电流的大小由线圈 154 与 153 之比决定。电压源 162 作为电

压钳位设备来稳定 MOSFET 150 的漏极源电压。这种机制也能够恢复能量返回到电压源 162。

接下来描述该同步整流器的关闭操作。当从端子 156 流到端子 157 的电流降为 0 时，变压器 155 复位并产生通过线圈 152 的负电压 V_{g-off} 。当滞后缓冲器 163 的下阈值 V_L 设为比 V_{g-off} 高时，滞后缓冲器的输出将根据滞后缓冲器的设计降为 0 或 V_{g-off} ，并且驱动 MOSFET 150 关闭。 V_{g-off} 由 152 与 154 的线圈比率、电压源 162 的量级及变压器 155 的耦合系数决定。线圈 154 在复位过程中向电压源 162 传送电流，且电流的大小由线圈 154 和变压器 155 的磁性决定。该充电电流将储存在变压器 155 和 MOSFET 150 栅极电荷中的能量恢复到电压源 162。

电压源 162 可以是变换器系统中具有恒定电压的任何电压源。一种显而易见的选择是变换器的输出。这样允许从电流检测线圈恢复的能量及储存在变压器 162 中的能量可以直接用于输出负载。

与四个二极管 D158, D159, D160 及 D161 有关的损耗小，这是因为：(1) 由这四个二极管处理的电流按照线圈 154 与线圈 153 的匝数比按比例缩小；(2) 还可以通过用低损耗开关，如带合适驱动器的 MOSFET，来代替这些二极管进一步减小损耗。

如前所述，变压器 155 的饱和问题不影响栅极驱动，从而工作频率可以象 AC 线路频率范围一样低或更低，而变压器 155 也不需要大铁心。换句话说，变压器的尺寸可以减小很多以用于高频工作。此外，不需要计时电路和控制电路为 MOSFET 150 产生同步驱动信号。

图 5 表示本发明应用在带半波整流器的隔离正向变换器中的一种实施例。它示出作为正向变换器主输出变压器的变压器 T201，该变压器包括原边线圈 W201，次边线圈 W202 及其等效漏电感 L203。次边线圈的一端与同步整流器单元 220 耦合。同步整流器单元 220 包括前面所述图 2 或图 4 中电路图的所有元件。尽管没有明确说明，但同步整流器单元 220 和 230 可以有图 2 和/或图 4 中说明的配置。相似的同步整流器单元 230 耦合到次边线圈 W202 的另一端及同步整流器单元 220。滤波电感 L201 耦合到同步整流器单元 220 和 230。输出滤波电容 C201 耦合到滤波电感 L201。输出端子 Vo203 和 Vo204 耦合到电容 C201，再连接到负载电阻 R201。在这两个同步整流器单

元中用于连接到电压源的端子分别连接到输出端子 Vo203 和 Vo204。

接下来描述正周期中的操作。一个 AC 电压作用到原边线圈 W201，在次边线圈 W202 感应相应的 AC 电压。AC 输出电压只有半个周期将被整流和滤波以提供 DC 输出电压。当次边线圈 W202 从其负周期过渡到正周期时，电流开始流过线圈 N201 和体二极管 DM201。流过线圈 N201 的电流在线圈 N202 上感应电压。该电压驱动滞后缓冲器 U201 的输入端。滞后缓冲器 U201 连接到 MOSFET M201 的栅极以驱动 M201 开启。D203 和 C202 将 N202 上的 AC 电压整流成 DC 电压以提供给缓冲器 U201。随着电流连续流过电感线圈 L201，流过开关 M201 的电流上升，而流过开关 M202 的电流相应地下降。电流改变的速率由变压器 T201 的输出漏电感 L203 决定。由于 MOSFET M201 和 M202 都导通，变压器 T201 的次边端子电压基本上是 0，因为绝大部分电压都作用到输出漏电感 L203 上了。不过，两个 MOSFET 都被流过他们的电流开启，并且保持最小耗散的最小压降。这就解决了在现有技术的电路配置中通过 MOSFET 的体二极管同时导通的问题。当流过 M201 的电流上升到电感线圈 L201 中电流电平以后，流过 MOSFET M202 和线圈 N205 的电流降为 0。由于没有电流流过线圈 N205，在 N206 上产生一个负电压，并由该电压驱动滞后缓冲器 U202 关闭 MOSFET M202。在正周期其余的时间里，电流流过同步整流器单元 220，直到线圈 W202 上的电压改变。

接下来描述本实现在负周期内的操作。当次边线圈 W202 从其正周期变为负周期时，作用到次边线圈 W202 的电压反向。通过 MOSFET M201 的电流减小。然而，变压器 T201 的漏电感 L203 在一段有限时间内保持其电流方向不变。结果，两个 MOSFET 都有电流流过，但是通过 M201 的电流下降，而通过 M202 的电流上升。由于两个开关都开启，通过变压器次边端子的电压大约为 0。这种机制保持两个 MOSFET 都为开启状态并有最小损耗的压降，解决了由于 MOSFET 体二极管同时导通造成的损耗问题。该过渡阶段随着流进 M202 的电流上升到电感线圈 L201 的电流电平而结束。M201 中的电流降为 0，然后关闭。在负周期其余的时间，电流继续流过 M202。

当在一个转换周期内原边线圈上的电压为 0 时，同步整流器单元 203 仍然能够驱动 MOSFET M202 开启并且利用其低损耗的特点。

这是因为本发明是电流驱动的。只要电流连续通过电感线圈 L201，晶体管 M202 就保持开启。这与现有技术不同，现有技术在这种情况下，由于没有在次边线圈感应电压，所以没有驱动信号可以提供给 MOSFET，而且不能提供合适的电压驱动。

5 该实施例对正周期整流并产生稳定的 DC 输出电压，对本领域的技术人员来说，显然如果 MOSFET 以相反的方式连接，将形成负脉冲串，从而导致负输出电压。

所述实施例的操作不依赖于变压器原边的输入 AC 电压，因为它是电流驱动的而不依赖输入电压。这就允许功率变换器在宽输入电压范围内高效运行——与现有技术相比是一个重要的优点。

图 6 示出在带中间抽头的隔离正向变换器的全波整流环境下的另一个实施例。它包括正向变换器的主输出变压器的变压器 T301，该变压器包括原边线圈 W301，第一次边线圈 W302 和它的等效漏电感 L302，以及第二次边线圈 W303 和它的等效漏电感 L303。第一次边线圈 W302 的一端耦合到包括图 2（或图 4）所述元件的同步整流器单元 320。第二次边线圈 W303 的一端耦合到另一个同步整流器单元 330，该整流器单元 330 又耦合到同步整流器单元 320。这两个同步整流器单元耦合到与滤波电容 C301 耦合的滤波电感 L301。电容 C301 的一个端子耦合到变压器 T301 带中间抽头的次边线圈。输出端子 Vo303 耦合到电容 C301 和电感 L301，而另一输出端子 Vo304 耦合到电容 C301 的另一端及次边线圈的中间抽头。同步整流器具有 MOSFET M301 和 M302 作为其主开关设备。在两个同步整流器中用于连接到电压源的端子分别连接到输出端子 Vo303 和 Vo304。

下面描述该实施例的操作。一个 AC 电压作用到原边线圈 W301，并在次边线圈 W302 和 W303 中感应相应的 AC 电压。当次边线圈 W302 在正周期时，次边线圈 W303 在负周期并反向偏置体二极管 DM302。因而，没有电流流过电流检测线圈 N305，且 MOSFET M302 关闭。同时，体二极管 DM301 正向偏置且电流流过电流检测线圈 N301。随着电流流过该低损耗设备，MOSFET M301 被开启。同样，当次边线圈 W303 在正周期时，次边线圈 W302 在负周期并反向偏置体二极管 DM301。同样，没有电流流过电流检测线圈 N301 且 MOSFET M301 被关闭。另一方面，体二极管 DM302 正向偏置且电流流过电流检测线圈 N305，

导致 MOSFET M302 开启且有电流流过该低损耗设备。结果，正负周期都被整流成正电压，然后被滤波，并且在输出端产生稳定的 DC 电源。

5 尽管在一个转换周期中通过变压器原边线圈的电压可能变为 0，但同步整流器单元仍然能象低损耗开关一样工作。在这种情况下，电感线圈 L301 中的电流被两条路径分配，一条通过 MOSFET M301 和次边线圈 W302，另一条通过 MOSFET M302 和次边线圈 W303。两个 MOSFET 都被开启，因为它们是电流驱动且以低损耗方式导通电流。

10 如前面所提到的，因为本设计是电流驱动的且不依赖输入电压，所以操作不依赖于变压器原边线圈上的输入 AC 电压。这就使功率变换器可以在宽输入电压范围内高效地工作——重要的优点。

图 7 示出隔离的电流倍增类型正向变换器的环境下的另一个实施例。它包括正向变换器的主输出变压器 T401，该变压器包括原边线圈 W401，次边线圈 W402 及其等效漏电感 L405。次边线圈 W402 的一个端子与同步整流器单元 420 耦合。该同步整流器单元包括在基本实施例中描述的所有元件。变压器次边的耦合点还耦合到电感线圈 L401。次边线圈 W402 的另一个端子对称布置。它与包括基本实施例中描述的所有元件的另一同步整流器单元 430 耦合。该端子还耦合到电感线圈 L402。该电感线圈通过输出端子 Vo404 耦合到电感线圈 L401。连在线圈 N401 上的同步整流器单元 420 的一个端子耦合到连在线圈 N405 上的同步整流器单元 430 的一个端子。输出端子 Vo403 耦合到该节点，而输出电容 C401 耦合到输出端子 Vo403 和 Vo404。这些输出端子还耦合到负载电组 R401。在两个同步整流器单元中用于连接到电压源的端子分别连接到输出端子 Vo403 和 Vo404。

25 应该注意到同步整流器单元可以有图 2 或图 4 中描述的配置。

接下来描述该实施例的操作。一个 AC 电压作用到原边线圈 W401，并在次边线圈 W402 中感应相应的 AC 电压。当次边线圈 W402 在正周期时，体二极管 DM401 开启。电流流过线圈 N401，且开启低损耗 MOSFET M401。电流流过 MOSFET M401 并流到输出负载电阻 R401。由于二极管 DM402 反向偏置，所以没有电流流过 MOSFET M402。负载电流在电感线圈 L401 和 L402 中的电流间分配。当次边线圈 W402

在负周期时，体二极管 DM402 开启。流过线圈 N405 的电流开启低损耗 MOSFET M402。二极管 DM401 反向偏置且 MOSFET M401 关闭。注意，这种电路设计使得在正负周期中，功率都能传送到连在输出端子上的负载，并由电容 C401 和电感线圈 L401 和 L402 滤波。输出电压在端子 Vo403 上为正，在端子 Vo404 上为负。

尽管在一个转换周期中通过变压器原边线圈的电压可能变为 0，但同步整流器单元仍然可象低损耗开关一样工作。因为同步整流器单元是电流驱动的，所以只要有足够的电流流过开关 M401 或 M402，它们就将开启。它们的操作不会因为变压器次边电压降为 0 或变压器漏电感 L405 的存在而变得不对称。

图 8 示出在回扫类型变换器环境下的另一实施例。图中所示为变压器 T501，包括原边线圈 W501、次边线圈 W502 及其等效漏电感 L502。次边线圈 W502 的一个端子耦合到同步整流器单元 520，同步整流器单元 520 还耦合到输出电容 C501。输出端子 Vo503 和 Vo504 分别耦合到电容 C501 的正负端子。这些端子产生 DC 输出电压连接到负载 R501。负端子 Vo504 耦合到次边线圈 W502。同步整流器单元 520 用于连接到电压源的端子连接到输出端子 Vo503 和 Vo504。本实施例中的滞后缓冲器由二极管 D503 和 D504，晶体管 Q501，Q502 和 Q503，电阻 R502，R503 和 R504 来实现。当然，其它有合适驱动能力的滞后缓冲器电路的设计也可以用于该同步整流器单元以增强 MOSFET 的栅极驱动信号。应该注意到在其它设计中，同步整流器单元可以有图 2 或图 4 所示的配置。

接下来描述该实施例的操作。一个 AC 电压作用到原边线圈 W501，并在次边线圈 W502 中感应相应的 AC 电压。线圈 W501 和 W502 的涉及应当使它们能产生相反相位的电压。当次边线圈 W502 在正周期时，体二极管 DM501 开启。电流流过线圈 N501，并在 N502 上感应一正电压。当该感应的正电压比 D503 的正向压降（ $\sim 0.6V$ ）加上 Q502 从基极到发射极的压降（ $\sim 0.6V$ ）还高时，Q502 将被驱动开启并通过 R504 开启低损耗 MOSFET M501。这就意味着该滞后缓冲器的上阈值大约等于 1.2V。然后电流流过 MOSFET M501 的低损耗沟道，并将电流传送到输出负载电阻 R501。当次边线圈 W502 在负周期时，正周期内 N501 中的电流将下降，下降的速度与通过 W502 的负电压

成正比，与漏电感 L502 成反比。当该电流降为 0 时，由于正周期内储存在 T502 中的磁能，N502 上会感应负电压。当该负电压降到一个负值（ $\sim -0.6\text{V}$ ），使得 Q501 的基-射结正向偏置时，Q501 将被开启，从而开启晶体管 Q503 以释放 M501 的栅极电压。这意味着这样实现的滞后缓冲器的下阈值大约等于 -0.6V 。然后 M501 将被关闭以停止电流朝与正周期中相反的方向流动。与其它实施例中的操作相似，同步整流器提供能量恢复以获得高效操作。

本发明在基于正向变换器的设计中进行过实验评估。进行了两个实验。在一个实验中，正向变换器的次边部分包括 MBR1645 类型的肖特基二极管，这是一种 16A，45V 的器件。在另一个实验中，次边部分将本发明作为同步整流器单元。同步整流器中的开关器件是 SGS60NE03L-10 类型的 MOSFET，具有 10 毫欧姆导通电阻。变换器在相同的条件下进行工作，负载电流为 4A。在两个实验中，记录了设备的温升。肖特基二极管的温升是 27°C ，而 MOSFET 的温升只有 6°C 。这两种类型的器件有相同的晶体管外壳类型 T0220。该实验证实了本发明在降低损耗和提高效率方面的有效性。

尽管本发明已经结合此处被认为是最可行的优选实施例进行了描述，但应当理解本发明并不限于所公开的实施例，而且特别要覆盖包括在附加权利要求范围内的各种不同的修改与等效设计。

这样，可以理解这里描述的各种不同特征可以被单独使用或在其任意组合中使用。因此，本发明不仅仅局限于这里具体描述的实施例。尽管前面的描述和附图代表了本发明的一个实施例，但应当理解，在不背离随后权利要求中定义的本发明主旨和范围的前提下，可以在其中进行各种不同的补充，修改和代替。特别地，对本领域的技术人员，应当清楚本发明在不背离其主旨和基本特征的情况下，可以体现为其它的形式，结构和布置，和包括其它的元件和组成部分。本领域的技术人员会理解本发明可以在有许多结构，布置和元件及其它修改的情况下使用，在本发明的实践中使用，这尤其适用于不背离本发明原理时特殊的环境和工作要求。因此，此处公开的实施例在所有方面都可以认为是说明性和非限制性的，将由附加权利要求说明本发明的范围，而且不限于前面的描述。

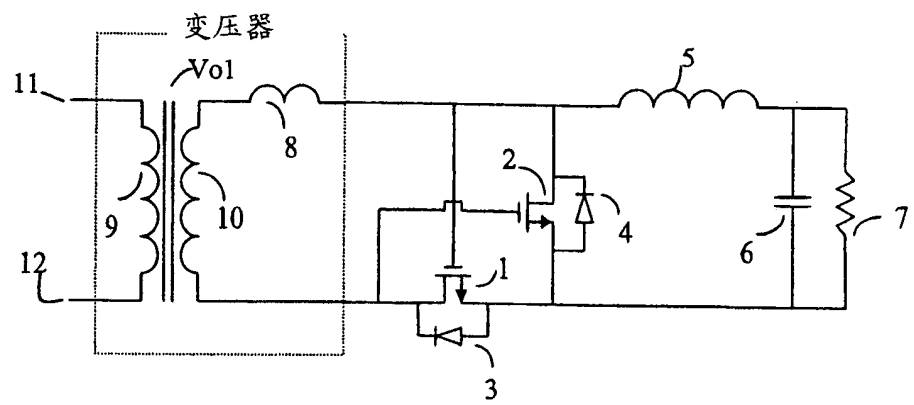


图 1

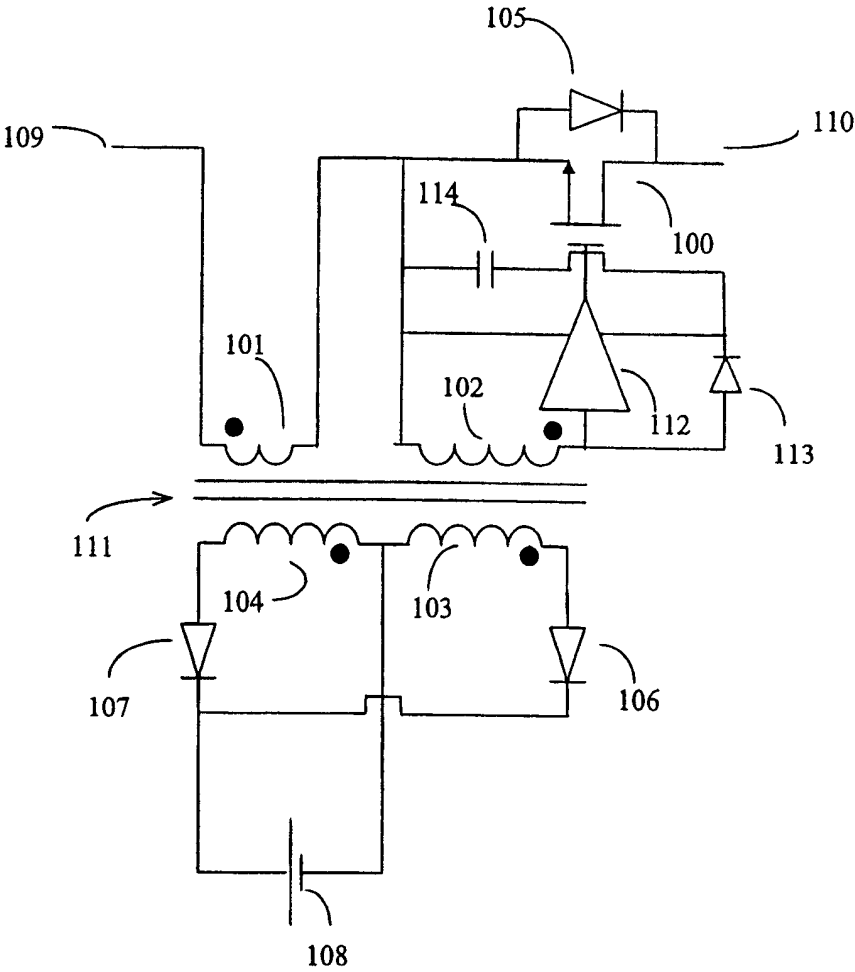


图 2

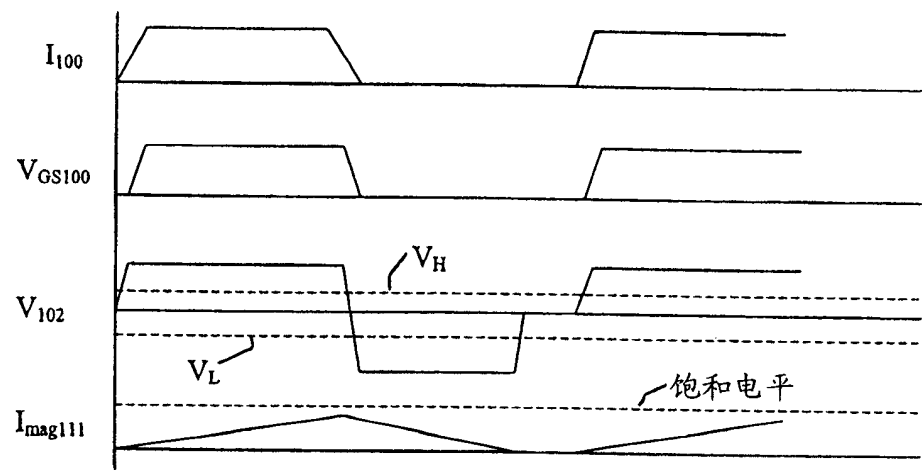


图 3A

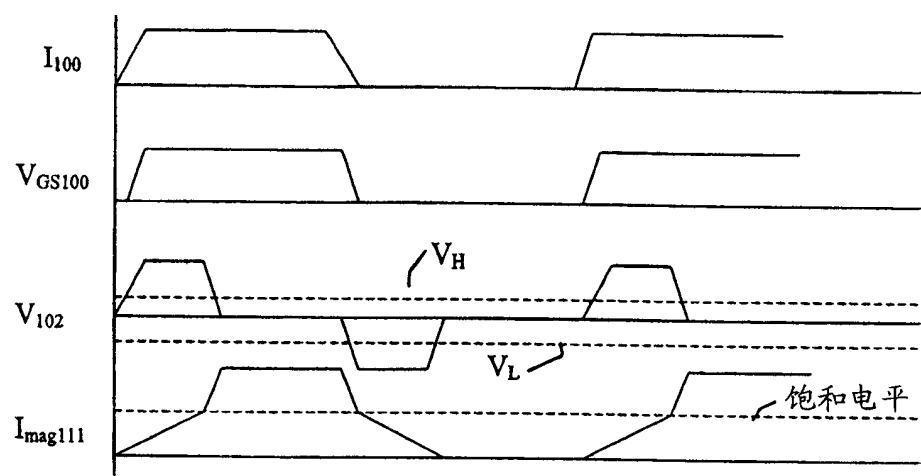


图 3B

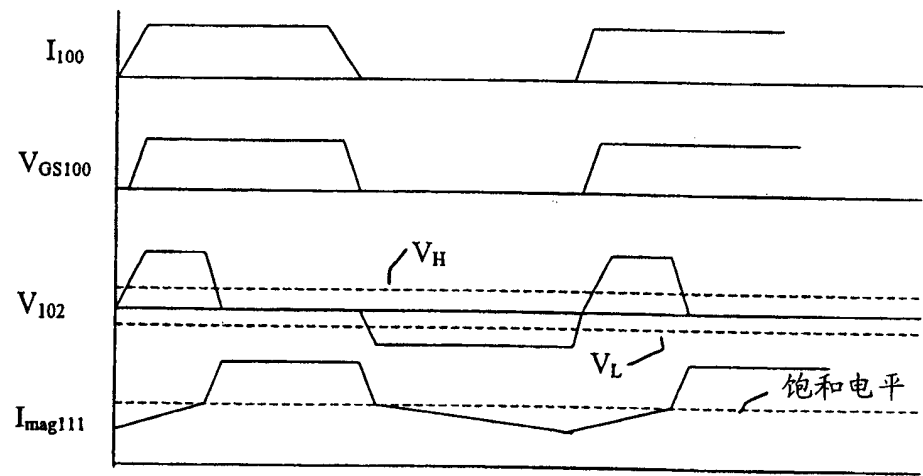


图 3C

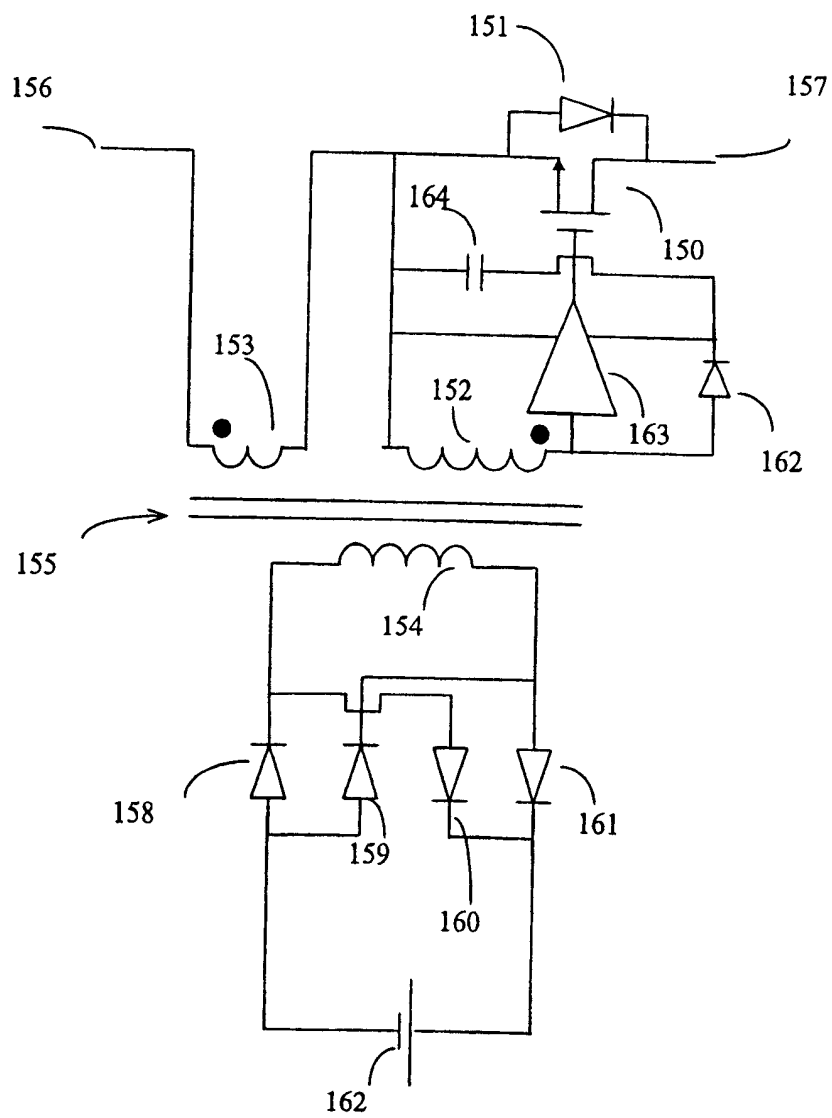


图 4

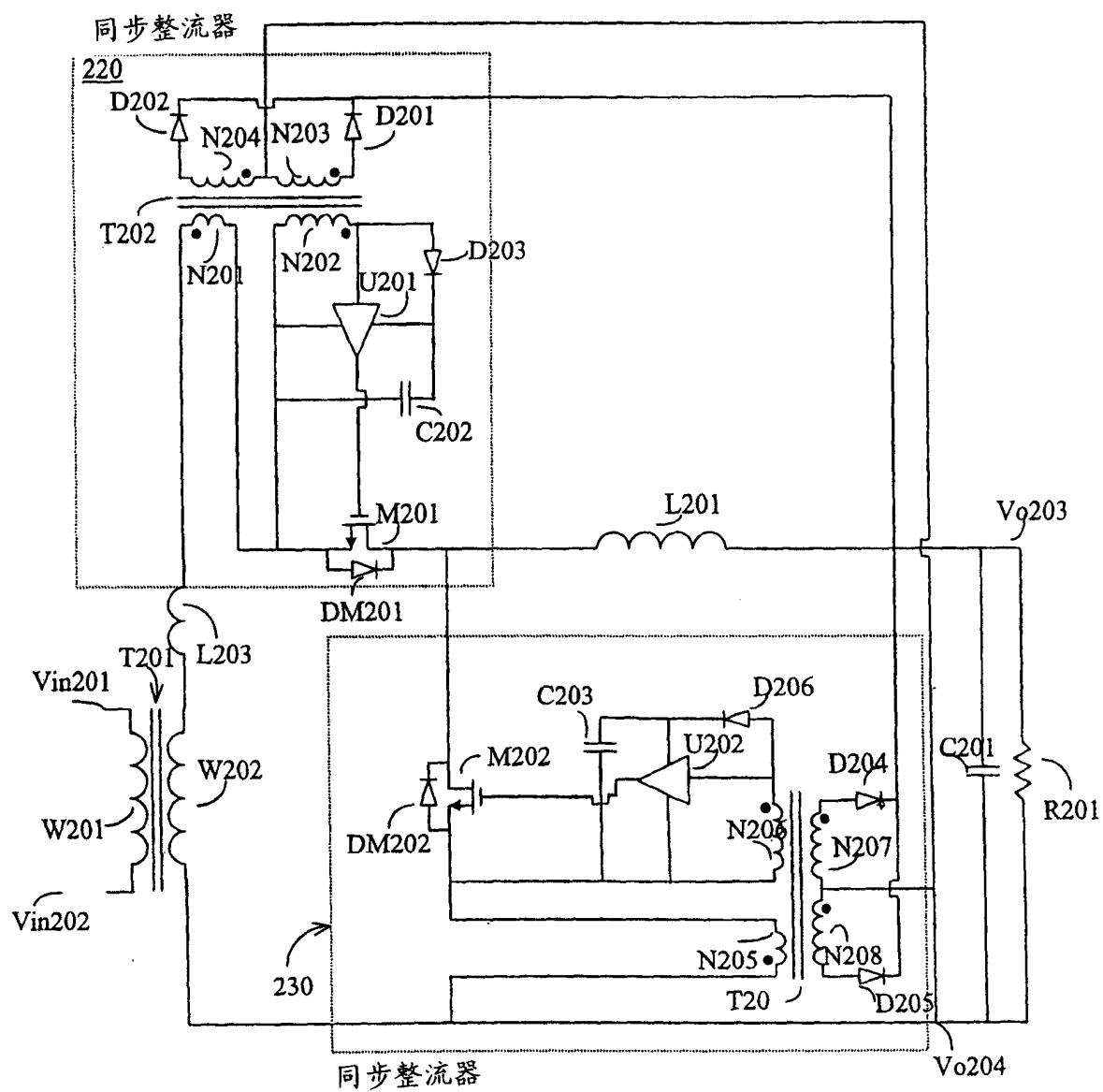


图 5

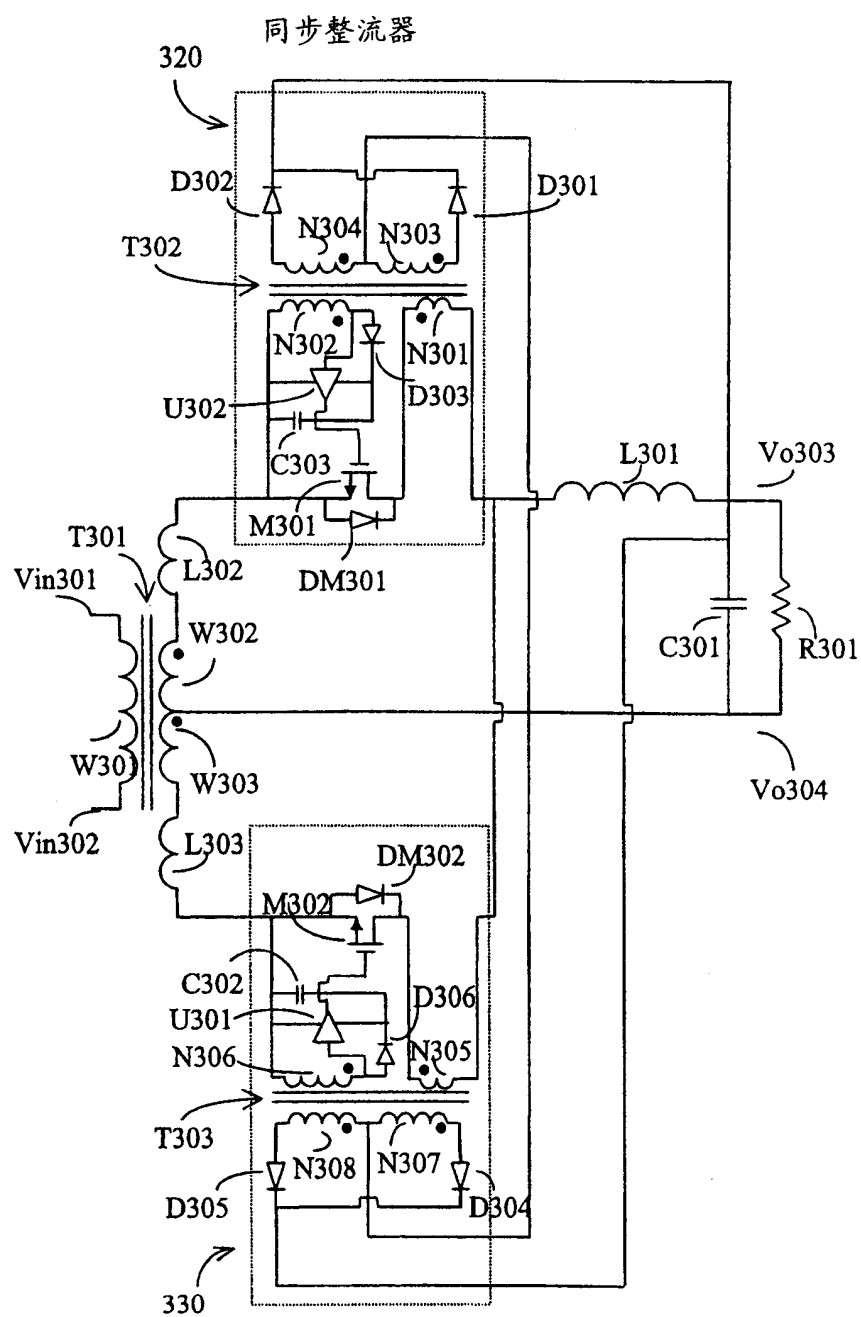


图 6

同步整流器

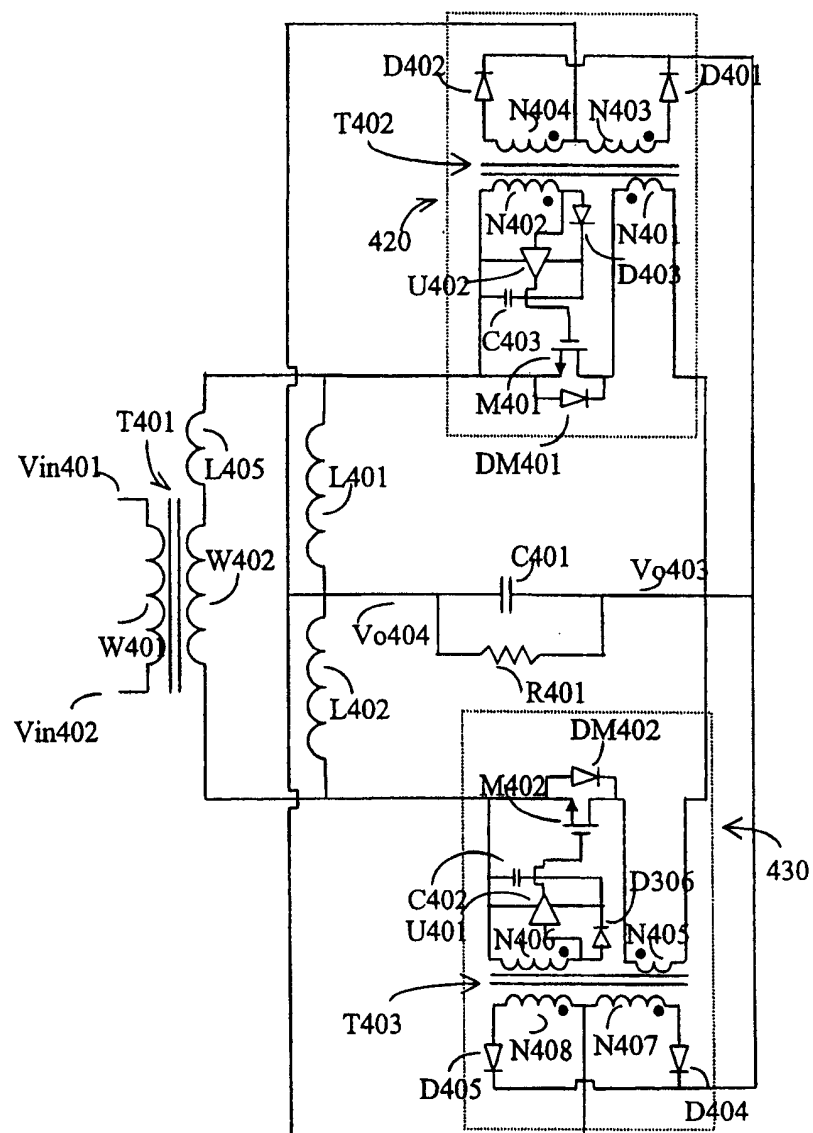


图 7

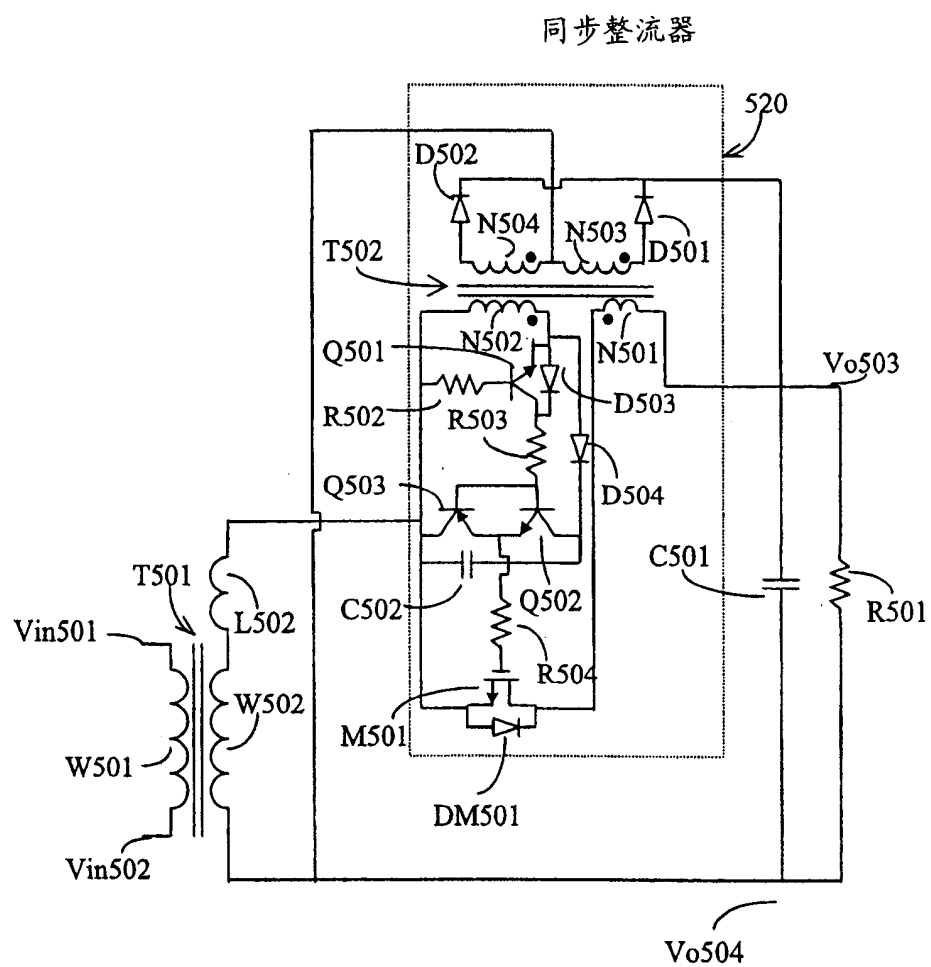


图 8